

2741
PATENT
Att. Docket No. 678-434 (P9079)
4/12

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

APPLICANT(S): Min-Goo Kim et al.

SERIAL NO.: 09/473,361

FILED: December 28, 1999

FOR: QUANTIZATION METHOD FOR ITERATIVE DECODER IN
COMMUNICATION SYSTEM

Dated: January 27, 2000

Assistant Commissioner
for Patents
Washington, D.C. 20231

RECEIVED
MAR-2 2000
TC 8100 MAIL ROOM

TRANSMITTAL OF PRIORITY DOCUMENT

Sir:

Enclosed is a certified copy of Korean Appln. No. 62715 filed on
December 31, 1998 and from which priority is claimed under 35 U.S.C. §119.

Respectfully submitted,

Paul J. Farrell
Reg. No. 33,494
Attorney for Applicant(s)

DILWORTH & BARRESE
333 Earle Ovington Blvd.
Uniondale, NY 11553
(516) 228-8484

CERTIFICATE OF MAILING UNDER 37 C.F.R. §1.8(a)

I hereby certify that this correspondence is being deposited with the United States
Postal Service as first class mail, postpaid in an envelope addressed to the: Assistant
Commissioner for Patents, Washington, D.C. 20231 on January 27, 2000.

Dated: January 27, 2000

Paul J. Farrell



CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT

8017f-49

대한민국 특허청
KOREAN INDUSTRIAL
PROPERTY OFFICE

별첨 사본은 아래 출원의 원본과 동일함을 증명함.

This is to certify that the following application annexed hereto
is a true copy from the records of the Korean Industrial
Property Office.

RECEIVED
MAR-2 2000
OTC 1700 MAIL ROOM

출원번호 : 특허출원 1998년 제 62715 호
Application Number

출원년월일 : 1998년 12월 31일
Date of Application

출원인 : 삼성전자 주식회사
Applicant(s)



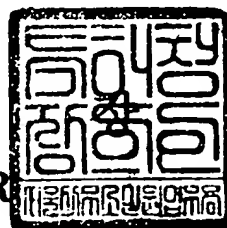
2000 년 01 월 13 일

특

허

청

COMMISSIONER



10-98-062715



98.12.31

방식 심사관	담당 심사관

【서류명】 특허출원서

【수신처】 특허청장 귀하

【원서번호】 10

【제출일자】 1998.12.31

【국제특허분류】 H04M

【발명의 국문명칭】 통신 시스템에서 반복 디코더에 대한 양자화 방법

【발명의 영문명칭】 METHOD FOR QUANTIZING FOR ITERATIVE DECODER IN
TELECOMMUNICATION SYSTEM

【출원인】

【국문명칭】 삼성전자주식회사

【영문명칭】 SAMSUNG ELECTRONICS CO., LTD.

【대표자】 윤종응

【출원인코드】 14001979

【출원인구분】 국내상법상법인

【우편번호】 442-742

【주소】 경기도 수원시 팔달구 매탄동 416

【국적】 KR

【대리인】

【성명】 이건주

【대리인코드】 H245

【전화번호】 02-744-0305

【우편번호】 110-524

【주소】 서울특별시 종로구 명륜동4가 110-2

【발명자】

【국문성명】 김민구

【영문성명】 KIM. Min-Goo

【주민등록번호】 640820-1067025

【우편번호】 442-470

【주소】 경기도 수원시 팔달구 영통동 973-3 우성아파트 822동 406호

【국적】 KR

【발명자】

【국문성명】 김병조

【영문성명】 KIM. Beong-Jo

【주민등록번호】 700719-1674414

【우편번호】 463-500

【주소】 경기도 성남시 분당구 구미동 201 무지개마을 신한아파트 303동 804호

【국적】 KR

【발명자】

【국문성명】 이영환

【영문성명】 LEE. Young-Hwan

【주민등록번호】 701212-1411510

【우편번호】 463-010

【주소】 경기도 성남시 분당구 정자동 237-7

【국적】 KR

【취지】 특허법 제42조의 규정에 의하여 위와 같이 출원합니다.

대리인

이건주

【심사청구】 특허법 제60조의 규정에 의하여 위와 같이 출원심사를 청구합니다.

대리인

이건주

【수수료】

【기본출원료】	20 면	29,000 원
【가산출원료】	9 면	9,000 원
【우선권주장료】	0 건	0 원
【심사청구료】	15 항	589,000 원

【합계】

627,000 원

- 【첨부서류】 1. 요약서, 명세서(및 도면) 각 1통
2. 출원서 부분, 요약서, 명세서(및 도면)을 포함하는 FD부분 1통
3. 위임장(및 동 번역문)

발행	원도	영수증 (서류첨부용)	(제3면)
성명·법인명	한국전자(주)	주민등록번호	124-81-00000
주소	경기도 수원시 팔달구 매관동 416		
계좌번호	185213		
정수관서	특허청		
세목코드	725257		

권리의표시 (등록번호)	특허관리특별회계						특허청 소관	면허료 및 수수료
기본료	100	00	00	00	00	00	위 금액을 영수하였습니다. 년 월 일	
가산료	00	00	00	00	00	00		
제	00	00	00	00	00	00		
제	00	00	00	00	00	00		

수납 자인	한국은행취급점 영수인
	수납 98.12.21 주관

50285-15963인
88. 2. 5 승인

170mm × 105mm
인쇄용지 (목급) 34g/m²

【명세서】

【발명의 명칭】

통신 시스템에서 반복 디코더에 대한 양자화 방법

【도면의 간단한 설명】

도 1은 종래의 음성신호 전송에 대한 비터비 디코더의 양자화 방법을 도시한 그래프.

도 2는 본 발명의 실시예에 따른 반복 디코더에 대한 양자화 방법을 도시한 그래프.

도 3은 본 발명의 실시예에 따른 양자화기가 반복 디코더의 입력신호를 양자화하는 과정을 도시한 블록도.

도 4는 본 발명의 실시예에 따른 부호율이 1/3인 반복 디코더의 구조를 도시한 도면.

도 5는 본 발명의 실시예에 따른 양자화 방법을 도시한 흐름도.

【발명의 상세한 설명】

【발명의 목적】

【발명이 속하는 기술분야 및 그 분야의 종래기술】

본 발명은 통신시스템의 수신단에 관한 것으로, 특히 수신신호에 대한 양자화 장치 및 방법에 관한 것이다.

일반적으로 채널 디코더(Channel Decoder)를 실제 구현할 시 비트수, 전력 및 프로세스 딜레이등과 같은 시스템 리소스가 제한되게 된다. 특히, 어떤 특정의 신호가 디코더 내부에서 처리될 시 상기 신호는 한정된 비트수로 표현되어야 한다. 즉, 디코더의 입력신호는 양자화(Quantization)되어야 한다. 이때, 신호를 양자화 할 때에, 신호의 레졸루션(Signal Resolution) 또는 프리시전(Signal Precision)이 고려되어야 한다. 왜냐하면 신호의 레졸루션등은 디코더 전체의 성능에 큰 영향을 미치게 되기 때문이다. 따라서 시스템 디자이너는 디코더 입력단 및 디코더 내부에서의 신호의 표현에 있어서, 정확한 비트의 수(Quantization Bits 이하 "QB"라고 칭한다)의 선택과 같은 양자화 방법(Quantization Method)은 중요한 과제가 된다.

한편, 무선통신 시스템(위성 시스템, WCDMA, CDMA-2000등)에서 송신단(Transmitter)은 신뢰할 수 있는(Reliable) 데이터 전송을 하기 위하여 오류정정부호(Forward Error Correction)를 사용할 수가 있다. 그리고 수신단에서는 전송된 데이터를 디코딩 하게 된다. 그런데 이때, 수신단은 상기 전송된 데이터에 대하여 반복 디코딩(Iterative Decoding)방식을 사용할 수가 있다. 상기 반복 디코딩 방식은 디코더의 출력 성분을 다시 다음 디코딩 위한 입력으로 사용하는데 그 특징이 있다. 따라서 상기 반복 디코더의 출력은 하이(High), 로우(Low)와 같은 하드-디시전(Hard-Decision)된 신호가 아니라 소프트(Soft)한(예 : 0.7684, -0.6432, ...) 신호값을 가져야 한다. 또한 반복 디코더는 적어도 두 개 이상의 디코더로 구성된다. 그리고 각 디코더 사이의 인터리버는 디코더의 출력의 각 비트에 대하여 위치바꿈(Permutation)동작을 수행한다. 그리고 디코딩된 신호의 성분이 출력단으로 피

드백될 시, 반복 디코더에 구비되는 디인터리버는 인터리빙된 신호의 각 비트에 대하여 다시 원래의 위치로 바꾼다.

도 1은 종래의 음성신호 전송에 대한 비터비 디코더(Viterbi Decoder)의 양자화 방법을 도시한 그래프이다.

상기 도 1의 그래프에서 가로축은 수신신호의 레벨을 의미하며, 세로축은 PDF(Probability Density Function)를 의미한다. 그리고 상기 수신신호의 전송채널(Transmission Channel)을 AWGN(Additive White Gaussian Noise) 채널이라고 가정한다. 또한 수신 및 디모듈레이티드(Demodulated) 된 신호들의 PDF에 대하여 일정한 간격으로 양자화 한다. 상기 일정한 간격의 양자화 방법은 구현의 용이성과 복호의 성능에 의해 일반적으로 사용되는 방법이다. 그리고 도시된 바와 같이, 사용된 QB는 4이며 이로 인해 얻어지는 양자화 레벨들(Quantization Levels:이하 "QL"이라 칭한다)은 송신단에 보낸 신호레벨(Signal Level)인 $+A$ 에서 $-A$ 까지 사이 구간을 표현하는데 사용된다. 즉, 송신단에 의해 전송된 A신호는 전송채널상에서의 잡음에 의해 상기 $+A$ 이상 및 $-A$ 이하의 값을 가질 수가 있으나, 상기 $+A$ 이상 및 $-A$ 이하의 신호들은 모두 QMAX(Maximum Quantization Level) 또는 QMIN(Minimum Quantization Level)에 매핑(Mapping)되어 버린다.

그런데 비터비 디코더는 기본적으로 비 반복 디코딩 방식(Non-Iterative)을 사용하여 디코더 출력값이 하드 디시전(Hard-Decision)된 값이며 디코더 출력성분이 다시 사용되지 않는다. 따라서 비터비 디코더는 상기한 양자화 방법에 의한 신호를 입력하여 충분히 신뢰성 있는 디코딩 동작을 수행할 수가 있다. 실제로 QB를

4로 셋트할 시($Q_L=16$) 상기 비터비 디코더의 성능은 무한대(Infinite) 레벨 디코딩에 비하여 0.2dB의 차이밖에 나지 않는다.

다른 한편, 반복 디코딩 방식을 사용하는 디코더의 경우, 디코더의 입/출력이 Soft-Input/ Soft-Output(SISO)에 바탕을 두고 있다. 따라서 반복 디코딩 방식을 사용하는 디코더의 입력신호는 양극성(Polarity) 뿐만 아니라 신뢰도(Cofidence) 까지 고려되어야 한다. 즉, SISO 반복 디코더는 피드백 되는 출력신호가 하드 디시전된 하이 또는 로우레벨의 신호가 아닌 소프트한 신호가 되어야 한다. 그러나 상기 도 1에서 상술한 종래의 양자화 방법에서 아날로그 신호가 디지털 값으로 변환될 시 이미 송신신호의 레벨($-A \sim +A$) 이상 및 이하의 신호는 Truncation 된다. 이로 인해 종래의 양자화 방법은 반복 디코더의 심각한 성능의 열하를 겪게 될 수가 있다. 따라서 반복 디코더에 입력되는 송신레벨 ($-A \sim +A$) 이상 및 이하의 신호에 대해서도 각각 다른 레벨을 부여하여 즉, Quantization Range를 송신레벨 ($-A \sim +A$) 이상 및 이하로 확장하여, 반복 디코더 입력신호에 대한 신뢰성에 차별화를 두어야 한다.

또한 상기 도 1의 종래의 양자화 방법에서와 같이, 수신신호의 표현 레벨이 할당되는 경우 Quantization Range의 확장에 의하여 발생하게 되는 충분하지 못한 Quantization Resolution 은 반복 디코더의 성능의 열하를 초래할 수가 있다. 따라서 최적화된 QB를 찾아야 한다.

또한 본 발명의 실시예에 따른 QB를 선택할 시, 반복 디코더의 내부 Metric 계산에 의한 디코더 입력신호의 Dynamic Range를 고려해야 한다. 즉, 내부 Metric

값에 따른 디코더 입력신호의 표현 비트수를 증가 시켜야 한다. 일반적으로 상기 Dynamic Range는 일반적으로 반복 디코더의 부호율에 의존한다.

【발명이 이루고자 하는 기술적 과제】

따라서, 본 발명의 목적은 통신 시스템에서 반복 디코더에 대해서 쿼타이제이션 레인지를 입력신호의 송신레벨 이상 및 이하로 확장하는 방법을 제공함에 있다.

본 발명의 다른 목적은 반복 디코더의 부호율이 사분의 일 이상 일시, 입력신호의 쿼타이제이션 비트수와 각 디코더의 매트릭 계산을 고려하여 상기 각 디코더의 신호 표현 비트의 수를 설정하는 방법을 제공함에 있다.

본 발명의 또 다른 목적은 통신시스템에서 반복 디코더에 대한 최적의 양자화 파라미터를 구하는 방법을 제공함에 있다.

이러한 목적을 달성하기 위한 본 발명은 통신 시스템에서 반복 디코더에 대한 양자화 방법이, 쿼타이제이션 레인지를 입력신호의 송신레벨 이상 및 이하로 확장함을 특징으로 한다.

【발명의 구성 및 작용】

이하 본 발명의 바람직한 실시예를 첨부된 도면들을 참조하여 상세히 설명한다. 우선 각 도면의 구성요소들에 참조부호를 부가함에 있어서, 동일한 구성요소들에 대해서는 비록 다른 도면상에 표시되더라도 가능한 한 동일한 부호를 가지도록

하고 있음에 유의해야 한다. 또한, 하기에서 본 발명을 설명함에 있어, 관련된 공지 기능 또는 구성에 대한 구체적인 설명이 본 발명의 요지를 불필요하게 흐릴 수 있다고 판단되는 경우에는 그 상세한 설명을 생략한다.

도 2는 본 발명의 실시예에 따른 반복 디코더(Iterative Decoder)에 대한 양자화 방법을 도시한 그래프이다.

상기 도 2의 그래프에서 가로축은 수신신호의 레벨을 의미하며, 세로축은 PDF를 의미한다. 그리고 상기 수신신호의 전송채널을 AWGN 채널이라고 가정한다. 그리고 도시된 바와 같이, 사용된 QB는 상기 도 1과 동일한 4이며 이로 인해 얻어지는 QL 즉, Quantization Range는 송신레벨 ($-A \sim +A$) 이상 및 이하로 확장되어 있음을 알 수가 있다. 이로 인해 본 발명의 실시예에 따른 양자화 방법은 반복 디코더에 입력되는 송신레벨 ($-A \sim +A$) 이상 및 이하의 신호에 대해서도 각각 다른 레벨을 부여하게 된다. 즉, Quantization Range를 송신레벨 ($-A \sim +A$) 이상 및 이하로 확장하여, 반복 디코더 입력신호에 대한 신뢰성에 차별화를 둘 수가 있다.

그런데 이때, 상기 도 1의 종래의 양자화 방법에서와 같이 수신신호를 16레벨을 가지고 표현하게 될 시(QB=4) Quantization Range의 확장에 의하여 발생하게 되는 충분하지 못한 Quantization Resolution($QS=1/4$)은 반복 디코더의 성능의 열하를 초래할 수가 있다. 따라서 최적화된 QB를 찾아야 한다.

도 3은 본 발명의 실시예에 따른 양자화기가 반복 디코더의 입력신호를 양자화하는 과정을 도시한 블록도이다. 이하 상기 도 2를 참조하여 설명한다.

제1입력신호(10), 제2입력신호(20) 및 제3입력신호(30)는 수신단(도시하지

않음)의 복조부(도시하지 않음)로부터 출력된 아날로그 신호가 될 수가 있다. 그리고 제1입력신호(10)는 원래 데이터 값의 순서를 가지는 Systematic Part $X_K(40)$ 가 될 수가 있다. 또한 제2입력신호(20)는 Parity Part $Y_{K1}(50)$ 이 될 수가 있다. 그리고 제3입력신호(30)는 Parity Part $Y_{K2}(60)$ 가 될 수가 있다. 즉, 이때 제2입력신호(20) 및 제3입력신호(30)는 송신단에서 에러정정을 위해 미리 원래 데이터 값에 부가된 리던던트(Redudant)한 값이 된다. 그리고 제2입력신호(20) 및 제3입력신호(30)는 상기 송신단에서 터보부호화기, 인터리버등을 거친 신호가 될 수가 있다.

양자화기(310)는 $X_K(40)$, $Y_{K1}(50)$ 및 $Y_{K2}(60)$ 를 입력하여 본 발명의 실시예에 따른 양자화 동작을 수행한다. 그리고 양자화기(320)는 양자화된 $X_K(70)$, $Y_{K1}(80)$ 및 $Y_{K2}(90)$ 을 반복 디코더(320)로 출력한다.

그리고 반복 디코더(320)는 터보 디코더가 될 수도 있다. 이때 상기 터보 디코더에 구비되는 각 디코더는 여러 가지 방식을 사용하여 입력신호에 대하여 디코딩 동작을 수행할 수가 있다. 상기한 방식들 중에서 MAP(Maximum A posteriori Probability)와 SOVA(Soft Output Viterbi Algorithm)이 대표적인 것이다. 본 발명의 실시예에 따른 양자화기(310)는 상기 두 가지 방식의 디코더에 대한 동작이 가능하다. 일반적으로 상기 두 가지 방식에 따른 부호화 파라미터는 비슷한 값을 가진다.

도 4는 본 발명의 실시예에 따른 부호율이 1/3인 반복 디코더의 구조를 도시한 도면이다.

제1디코더(420) 및 제2디코더(450)는 프레임(Frame)등과 같은 복수개의 비트(Bits)로 이루어지는 비트군의 소프트 신호값을 입력하며, 복호화된 소프트 신호값을 출력하게 된다. 이때, 제1디코더(420) 및 제2디코더(450)는 MAP 및 SOVA 방식의 디코더가 사용될 수가 있다. 또한 상기 반복 디코더는 터보 디코더가 될 수가 있다.

그리고 제1입력신호(10), 제2입력신호(20) 및 제3입력신호(30)는 상기 도 3의 양자화기에 의해 소정 레벨 $\{l^1, l^2, l^3, \dots, l^s\}$ 중의 한 레벨에 매핑될 수가 있다. 이때, $X_K(70)$, $Y_{1K}(80)$ 및 $Y_{2K}(90)$ 는 하기 <수학식 1>로 표현될 수가 있다.

【수학식 1】

$$X_K, Y_{1K}, Y_{2K} \in l^1, l^2, l^3, \dots, l^s$$

그런데 실제로는 제1디코더(420)와 제2디코더(450) 내부의 메트릭 계산에 의하여 신호의 Dynamic Range가 증가 하기 때문에, 상기 도3의 양자화기(310)는 입력 신호를 $2^{n+m}-1$ 레벨로 표현하여야 한다. 여기서 n은 상기 도 3에서 입력신호에 대한 QB를 의미하며, 또한 여기서 m은 양자화기의 신호 표현 시, 디코더의 계산에 의한 신호의 Dynamic Range에 따라 더 부가해야 하는 비트의 수를 의미한다. 일반적으로 상기 m값은 반복 디코더에 구비되는 디코더의 부호율에 따른다.

제1가산기(110)는 $X_K(70)$ 를 입력하여 제2감산기(470)로부터 피드-백 되는 Extrinsic 정보신호인 EXT2에 더하는 동작을 수행한다. 이때 초기복호시에는 EXT2(90)신호가 존재하지 않는다. EXT2(95)는 제2디코더(450)의 디코딩 동작에 의

하여 발생하는 정보신호 이다. 그리고 제1디코더(420)는 제1가산기(410)의 출력과 $Y_{1K}(80)$ 를 입력하여 디코딩 동작을 수행한다. 이때 제1디코더(420)로부터 출력되는 신호는, X_K , EXT1 및 EXT2가 된다. 그리고 제1감산기(430)는 상기 제1디코더(420)의 출력에서 EXT2(95)를 감산하는 동작을 수행한다. 즉, 노드 NA에서의 신호는 EXT1가 된다.

그리고 인터리버(440)는 입력되는 신호를 인터리빙하여 상기 제1감산기(430)의 출력의 비트순서를 바꾸는 동작을 수행한다. 이때 상기 인터리버(440)의 출력은 X_K 및 EXT1가 된다. 그리고 제2디코더(450)는 인터리버(440)의 출력과 Y_{2K} 를 입력하여 디코딩 동작을 수행한다. 이때 제2디코더(450)로부터 출력되는 신호는 X_K , EXT1 및 EXT2가 된다. 그리고 디인터리버(460)는 상기 제2디코더(450)의 출력을 디인터리빙하여 원래의 데이터 순서로 X_K 를 재배치 한다. 상기 재배치된 디인터리버(460)의 소프트 신호출력은 제2감산기(470)에 의해 노드 NA의 신호 X_K , EXT1가 감산되고, 다시 제1디코더(430)의 Extrinsic 정보신호로서 사용된다.

상기한 반복 디코더의 반복 디코딩 동작이 진행됨에 따라 제1디코더(420)의 출력 또는 제2디코더(450)의 출력 소프트 신호값은 일반적으로 복호동작이 반복됨에 따라 개선된 에러정정의 성능을 가지게 된다. 그리고 어느 시점에서는 상기 디코더 출력은 완전히 에러가 정정된 상태가 된다. 상기 에러가 정정된 디코더의 출력은 레벨 판별기(480)에 의해 하드 디시전되어 출력버퍼(490)를 통하여 출력된다.

상기 도 3 내지 도 4의 설명에서, 본 발명의 실시예에 따른 양자화 방법은 입력신호를 소정 레벨로 표현함에 있어서; 반복 디코더에 구비되는 디코더의 부호

을 고려하여야 한다는 것을 알 수가 있다. 그리고 일반적으로 반복 디코더는 구비되는 디코더의 출력 성분을 다시 다음 디코딩 위한 입력으로 사용하는데 그 특징이 있다. 따라서 상기 반복 디코더의 출력은 하이(High), 로우(Low)와 같은 하드-디시전(Hard-Decision)된 신호가 아니라 소프트(Soft)한(예 : 0.7684, -0.6432, ...) 신호값을 가져야 한다. 또한 반복 디코더는 적어도 두 개 이상의 디코더로 구성된다. 그리고 각 복호기 사이의 인터리버는 디코더의 출력의 각 비트에 대하여 위치바꿈(Permutation)동작을 수행한다. 그리고 디코딩된 신호의 성분이 출력단으로 피드백될 시, 반복 디코더에 구비되는 해당 디인터리버가 인터리빙된 신호의 각 비트에 대하여 다시 원래의 위치로 바꾼다.

하기 <표 1>은 본 발명을 설명함에 있어 사용되는 부호화 파라미터를 정의한다.

【표 1】

QB	Quantization Bits
QL	Quantization Levels
QMIN	Minimum Quantization Level
QMAX	Maximum Quantization Level
Δ	Quantization Step Size
L	Quantization Range에 관련한 Truncation Value(L=1인 경우 종래의 양자화 방법과 같음)
QS	Quantizer Scaling Factor(=1/ Δ)

상기 <표 1>에서 양자화기의 특성을 결정하는 파라미터는 QB, L 및 QS이다.

Midtread Uniform 양자화기의 경우, QL과 QB의 관계는 하기 <수학식 2>로 표시될 수가 있다.

【수학식 2】

$$QL = 2^{QB} - 1$$

그리고 상기 QB와 QMIN 및 QMAX와의 관계는 하기 <수학식 3>으로 나타낼 수가 있다.

【수학식 3】

$$QMAX = 2^{QB-1} - 1 = -QMIN$$

또한 QS는 $1/\Delta$ 로 정의되며, L이 정해지면 QS는 하기 <수학식 4>로 나타낼 수가 있다.

【수학식 4】

$$QS = 1/\Delta = (QMAX + 1)/(A \cdot L) \text{ 또는}$$

$$A \cdot L = (QMAX + 1)/QS$$

상기 <수학식 4>에서 L이 1인 경우 상기 도 1의 종래의 양자화 방법에 해당한다. 즉, 상기 L이 1인 경우 Quantization Range가 송신단에 보낸 신호레벨인 +A 에서 -A 까지 사이 구간이 된다. 그러나 상기 L=2인 경우 Quantization Range는 +2A 에서 -2A 까지의 구간이 되며, 상기 L=4인 경우 Quantization Range는 +4A 에서 -4A 까지의 구간이 된다.

도 5는 본 발명의 실시예에 따른 양자화 방법을 도시한 흐름도이다. 이하 상기 도 1 내지 도 4를 참조하여 설명한다.

510단계에서 양자화기(310)는 부호화 파라미터들을 세트한다. 이때 입력되는 아날로그 신호 $X_K(40)$, $Y_{K1}(50)$ 및 $Y_{K2}(60)$ 중에서 송신레벨 ($-A \sim +A$) 이상 및 이하의 신호에 대해서도 각각 다른 레벨을 부여하기 위하여, Quantization Range를 송신레벨 ($-A \sim +A$) 이상 및 이하로 확장할 수 있도록 L이 설정되어야 한다. 또한 수신되는 신호의 표현 레벨이 주어지는 경우, Quantization Range의 확장에 의하여 발생하게 되는 충분하지 못한 Quantization Resolution을 고려하여 QS가 설정되어야 한다. 그리고 반복 디코더(320)의 내부 Metric 계산에 의한 디코더 입력 신호의 Dynamic Range를 고려하여 QB가 설정되어야 한다.

그리고 520단계에서 양자화기(310)는 클럭을 1로 세트한다. 그리고 530단계에서 양자화기(310)는 아날로그 신호 X_K , Y_{K1} 및 Y_{K2} 를 입력한다. 그리고 540단계에서 양자화기(310)는 각 X_K , Y_{K1} 및 Y_{K2} 에 QS를 곱하고 라운드 오프(Round-Off)하는 부호화 동작을 수행하여 각 X'_K , Y'_{1K} 및 Y'_{2K} 를 출력한다. 그리고 550단계에서 양자화기(310)는 현재의 클럭이 입력신호의 프레임의 끝인지를 검사한다. 상기 입력신호가 프레임의 끝이 아니면, 양자화기(310)는 상기 530단계부터의 제어동작을 다시 수행한다. 상기 입력신호가 프레임의 끝이면, 양자화기(310)는 동작을 종료한다.

한편, 본 발명의 실시예에 따른 양자화 방법은 입력신호를 소정 레벨로 표현함에 있어서, 반복 디코더에 구비되는 디코더의 부호율을 고려한다. 즉, 내부 Metric 계산을 위해 증가되는 디코더 입력신호의 Dynamic Range를 고려해야 하므로, 입력신호의 표현 비트는 $n+m$ 개수 만큼의 QB가 필요하게 된다. 예를 들어 SOVA

알고리즘 방식의 디코더인 경우, m비트의 증가는 Path Metric 계산 과정에서 발생한다. 즉, 현재 시점에서의 Path Metric은 이전 시점까지의 디코딩을 진행하면서 누적된 Path Metric (Normalized Path Metric)과 현재 시점에서 새로운 입력에 의한 Branch Metric 그리고 extrinsic 정보와의 합의 결과이다. 따라서 새로운 Path Metric은 디코더에 입력되는 신호보다 Dynamic Range가 더 커지게 된다. 하기 <수학식 5>는 현재 시점(k시점)에서의 Path Metric의 계산식을 나타낸다.

【수학식 5】

$$PM(k) = PM(k-1) + BM(k)$$

$$BM(k) = K(k) \cdot u_i(k) + \sum_i Y_i(k) \cdot c_i(k) + EXT(k), \text{ 단 } c_i(k), u_i(k) \text{는 } \{+1, -1\}$$

여기서 상기 PM(k)는 k시점에서 새로히 계산된 Path Metric 이고, 상기 PM(k-1)는 k-1시점까지 누적된 Path Metric 이다. 그리고 상기 BM(k)는 k시점에서의 Branch Metric 이다. 그리고 상기 X(k)는 k시점에서의 Systematic 입력신호이며, 상기 $Y_i(k)$ 는 i 번째 Parity 입력신호이다. 그리고 상기 $c_i(k)$ 는 i 번째 Parity CodeWord이다. 그리고 상기 $u_i(k)$ 는 Systematic CodeWord 이며, 상기 EXT(k)는 Extrinsic 정보신호이다.

한편, 상기 <수학식 5>에서 반복 디코더의 부호율이 1/3일시, 새로히 입력되는 신호에 의한 제1디코더(420)의 Branch Metric은 하기 <수학식 6>으로 나타낼 수가 있다.

【수학식 6】

$$BM(k) = X(k) \cdot u_i(k) + \sum_i Y_i(k) \cdot c_i(k) + EXT(k)$$

$$= X(k) \cdot u_i(k) + Y_1(k) \cdot c_1(k) + Y_2(k) \cdot c_2(k) + EXT(K)$$

상기 <수학식 6>에서 BM(k)는 네 개의 Component 의 합으로 나타내어 지며,

$c_i(k)$ 는 -1 또는 +1이므로 상기 BM(k)는 하기 <수학식 7>로 나타내어 질 수가 있다.

【수학식 7】

$$|BM(k)| < 4 \times 2^{n-1} = 2^{n+2-1}$$

여기서 상기 n은 수신되는 신호의 표현을 위해 할당된 비트수를 의미한다.

상기 <수학식 7>에서 BM(k)의 절대값은 각 Component 의 합의 절대값을 의미하며 상기 2^{n-1} 은 각각의 Component의 Upperbound 의 값을 의미한다. 따라서 상기 <수학식 7>은 디코더의 부호율이 1/3일시 입력신호의 레벨 표현시 비트수(QB=n)가 할당되는 경우, 디코더 내부에서의 신호의 Dynamic Range의 증가에 따라 할당된 상기 n비트에서 두 개(m)의 비트가 더 추가되어야 한다는 것을 보여준다. 그리고 PM(k)는 BM(k)와 PM(k)의 합으로서 BM(k)보다 Dynamic Range가 더 커질 수가 있으나, 매 계산마다 Normalization되어 일정한 Range를 유지한다. 즉, 디코더의 부호율이 1/3일시 입력신호의 레벨 표현시 비트수(QB=n)가 할당되는 경우, 디코더의 내부 Metric 계산을 위해 n+2 비트를 사용하면 반복 디코더는 열하없이 디코딩 동작을 수행하게 됨을 알 수가 있다.

한편, 상기 <수학식 7>은 반복 디코더의 부호율이 1/3인 경우의 예를 든 것으로, 디코더의 부호율에 따라 그 계산식이 틀려질 수가 있다.

상기 <수학식 7>의 기본 아이디어는 BM(k)의 Upperbound 를 이해함으로써

BM(K)의 몇 비트를 더 추가해야 하는지를 알고자 하는 것이다. 즉, 부호율이 1/4인 경우 $5 \times 2^{n-1} > |BM(k)|$ 이나 2비트 정도 더 추가하면 충분히 실험에 의해 증명된다. 부호율이 1/4이상인 경우 즉, 부호율이 1/3인 경우 콤포넌트의 수가 3개 이며 EXT(k)가 존재하므로 $|BM(k)| < 4 \times 2^{n-1}$ 이다. 따라서 2비트의 추가가 필요하다.

그리고 디코더의 부호율이 점점 작아질수록 Branch Metric 계산시 합해지는 Comonent 의 수가 증가하게 된다. 이로인해 BM(k)의 값이 커지게 되어 첨가되는 m 값도 증가하여야 한다.

한편, 부호화 파라미터를 세트할 시 여러 가지 파라미터의 조합을 설정하고 실험적으로 최적의 부호화 파라미터를 구할 수가 있다.

하기 <표 2>는 본 발명의 실시예에 따라 SISO 터보 디코더를 위한 최적의 부호화 파라미터를 구하기 위하여 여러 가지 파라미터의 조합을 도식한다.

【표 2】

QB	QMAX	QS*A	L
5	15	4 8 16	4 2 1
6	31	8 16 32	4 2 1
7	63	16 32 64	4 2 1

상기 <표 2>에서 L은 Truncation Value를 나타낸 것으로써, 예를 들어 L=4 인 경우 Quantization Range 는 송신신호레벨 A의 4배가 된다. 즉, 후술되는 실험 은 할당된 QB에서 송신신호레벨의 1배, 2배, 4배의 Quantization Range를 테스트 하는 관점에서 실시하는 것이라 할 수가 있다.

하기 <표 3>은 본 발명의 실시예에 따라 Eb/No와 QB, QS*A 및 L을 조합하여 실험한 결과를 나타낸 것으로, 이때 사용된 반복 디코더는 터보 디코더이며, 콤퍼

넛트 디코더는 Log-MAP 알고리즘 방식의 디코더이다. 상기 Log-MAP 알고리즘은 Implementation and Performance of a Serial MAP Decoder for use in an Iterative Turbo Decoder, Stenven S. Pietrobon, Proc., IEEE Int. Symp. on Information Theory, p.471, 1995를 참조하였다. 그리고 CDMA-2000의 F-SCH(Forward Supplemental Channel), N=1 mode 에서의 RS2(Rate Set 2), data rate가 28.kbps (참고 :Radio Transmission Technology(RTT) T1A-TR45.5, 02 June 1998)에서 실험이 이루어 졌다. 그리고 Test Channel은 AWGN이며, Eb/No는 0.5dB와 1.0dB이다.

【표 3】

Eb/No	QB	QS*A	L	BER	FER
0.5	5	4	4	2.405209E-02	3.079268E-01
0.5	5	8	2	2.039361E-02	2.861190E-01
0.5	5	16	1	9.407603E-02	9.351852E-01
0.5	6	8	4	1.891814E-02	2.596401E-01
0.5	6	16	2	1.804012E-02	2.596401E-01
0.5	6	32	1	7.859217E-02	8.859649E-01
0.5	7	16	4	1.788339E-02	2.451456E-01
0.5	7	32	2	1.784787E-02	2.481572E-01
0.5	7	64	1	7.049589E-02	8.416667E-01
1.0	5	4	4	1.616280E-03	2.884066E-02
1.0	5	8	2	1.445351E-03	2.884066E-02
1.0	5	16	1	2.050465E-02	3.568905E-01
1.0※	6	8	4	9.298841E-04	1.847786E-02
1.0	6	16	2	1.126441E-03	2.413958E-02
1.0	6	32	1	1.556932E-02	3.042169E-01
1.0	7	16	4	9.581362E-04	1.826732E-02
1.0	7	32	2	1.047265E-03	2.187094E-02
1.0	7	64	1	1.220511E-02	2.525000E-01

상기 <표 3>에서 할당된 QB에서 본 발명의 실시예인 터보 디코더는 종래의 부호화 방법에 비하여 더 넓은 Quantization Range 가 필요하다는 것을 알 수가

있다. 예를 들어 1.0dB에서, L=1 인 경우는 L=2 또는 L=4에 비해 모든 QB에서 BER 및 FER이 크다. 실험 결과에 따르면 할당된 QB에서 L이 2 내지 4 정도가 터보 디코더의 무난한 성능을 보인다. 이는 종래의 비터비 디코더에 대한 부호화 방법에 비하여 Quantization Range를 최소 2배 정도 확장해야 한다는 것을 의미한다. 최적의 Quantization 파라미터는 1.0dB 이상의 SNR에서 선택하는 것이 바람직하며, 상기 실험에서 그 값들은 QB=6, QS=8이다. 이는 L=4인, 즉 송신신호레벨의 4배를 Quantization Range 로 사용하는 것을 의미한다. 또한 QB=7 및 QS=16 인 경우도 성능이 우수하나 상기 QB=6, QS=8 인 경우에 비하여 그 성능의 개선이 거의 없어 입력신호의 표현 비트수의 낭비를 초래한다는 것을 알 수가 있다.

한편, 신호를 부호화 할 시 Quantization Threshold 를 결정해야 한다. 상기 Quantization Threshold 는 아날로그 입력신호가 각 QL에 매핑되는 한계값을 의미한다. Quantization Threshold Set은 하기 <수학식 8>로 나타낼 수가 있다.

【수학식 8】

$$T = T_{QMIN-1}, T_{QMIN}, T_{QMIN+1}, \dots, T_{-1}, T_0, T_1, \dots, T_{QMAX-2}, T_{QMAX-1}, T_{QMAX}$$

그리고 Midthread Uniform Quantizer 의 Threshold Set은 하기 <수학식 9>로 구해질 수가 있다.

【수학식 9】

$$T_k = -L \cdot A + \Delta/2 + \Delta \cdot \left(\frac{QL+1}{2} + k \right)$$

where $k = -QMIN, -QMIN+1, -QMIN+2, \dots, -1, 0, 1, \dots, QMAX-1, QMAX$

and $T_{QMIN-1} = -\infty, T_{QMAX} = +\infty$

하기 <표 4>는 본 발명의 실시예에 따른 QB=6, L=4 인 경우의 Quantization Threshold Set을 도시한다. QL=63레벨이며, 이를 2's Complement Binary Format 으로 표시하였다. 그리고 $\Delta=1/QS=A/8$ 이며 QMAX=31, QMIN=-31이다.

【표 4】

k	2's Complement Binary Format	Thresholds (T_{k-1}, T_k)/A
-31	100001	$(-\infty, -61/16]$
-30	100010	$(-61/16, -59/16]$
-29	100011	$(-59/16, -57/16]$
-28	100100	$(-57/16, -55/16]$
-27	100101	$(-55/16, -53/16]$
.	.	.
.	.	.
-3	111101	$(-7/16, -5/16]$
-2	111110	$(-5/16, -3/16]$
-1	111111	$(-3/16, -1/16]$
0	000000	$(-1/16, +1/16]$
1	000001	$(+1/16, +3/16]$
2	000010	$(+3/16, +5/16]$
3	000011	$(+5/16, +7/16]$
.	.	.
.	.	.
27	011011	$(+53/16, +55/16]$
28	011100	$(+55/16, +57/16]$
29	011101	$(+57/16, +59/16]$
30	011110	$(+59/16, +61/16]$
31	011111	$(+61/16, +\infty]$

【발명의 효과】

상술한 바와 같이 본 발명의 실시예에 따른 반복 디코더에 대한 양자화 방법은 송신레벨 이상 및 이하로 Quantization Range를 확장하고, 디코더 내부의 Metric 계산을 고려하여 최적의 부호화 파라미터를 구할 수 있는 잇점이 있다.

【특허청구범위】

【청구항 1】

통신 시스템에서 반복 디코더에 대한 양자화 방법에 있어서,
퀀타이제이션 레인지를 입력신호의 송신레벨 이상 및 이하로 확장함을 특징
으로 하는 양자화 방법.

【청구항 2】

제 1항에 있어서, 상기 반복 디코더에 구비되는 각 디코더가,
맵 방식 및 소프트 입력/ 소프트 출력 방식을 사용함을 특징으로 하는 양자
화 방법.

【청구항 3】

제 2항에 있어서, 상기 반복 디코더가,
터보 디코더임을 특징으로 하는 양자화 방법.

【청구항 4】

제 3항에 있어서, 상기 퀀타이제이션 레인지 확장이,
트렁케이션 값을 적어도 1 이상으로 함을 특징으로 하는 양자화 방법.

【청구항 5】

제 4항에 있어서, 상기 트렁케이션 값은 "4"로 설정됨을 특징으로하는 양자화 방법.

【청구항 6】

제 5항에 있어서,

상기 반복 디코더의 부호율이 사분의 일 이상 일시, 상기 각 디코더의 매트릭 계산을 위한 신호 표현 비트의 수가 상기 입력신호의 쿼타이제이션 비트수와 두 개의 비트수를 더한 수임을 특징으로 하는 양자화 방법.

【청구항 7】

제 6항에 있어서, 상기 반복 디코더의 부호율은 삼분의 일임을 특징으로 하는 양자화 방법.

【청구항 8】

제 7항에 있어서, 상기 두 개의 비트수의 설정은 하기 <수학식 10>에 의한 것임을 특징으로 하는 양자화 방법.

【수학식 10】

$$|BM(k)| < 4 \times 2^{n-1} = 2^{n+2-1}$$

$$BM(k) = X(k) \cdot u(k) + \sum_i Y_i(k) \cdot c_i(k) + EXT(k)$$

$$= X(k) \cdot u(k) + Y_1(k) \cdot c_1(k) + Y_2(k) \cdot c_2(k) + EXT(k)$$

여기서 상기 $BM(k)$ 는 k 시점에서의 Branch Metric 이다. 그리고 상기 $X(k)$ 는 k 시점에서의 Systematic 입력신호이며, 상기 $Y_i(k)$ 는 i 번째 Parity 입력신호이다. 그리고 상기 $c_i(k)$ 는 i 번째 Parity CodeWord이다. 그리고 상기 $u_i(k)$ 는 Systematic CodeWord 이며, 상기 $EXT(k)$ 는 Extrinsic 정보신호이다. 그리고 상기 $BM(k)$ 의 절대값은 각 Component 의 합의 절대값을 의미하며 상기 2^{n-1} 은 각각의 Component의 Upperbound 의 값을 의미한다.

【청구항 9】

통신 시스템에서 부호율이 사분의 일 이상의 반복 디코더에 대한 양자화 방법에 있어서,

입력신호의 레벨 표현 비트수가 할당될 시 상기 반복 디코더의 내부 매트릭 계산을 위하여, 상기 할당된 비트수 보다 두 개의 비트를 더 부가항을 특징으로 하는 양자화 방법.

【청구항 10】

제 9항에 있어서, 상기 반복 디코더가,

상분의 일의 부호율을 가짐을 특징으로 하는 양자화 방법.

【청구항 11】

제 10항에 있어서, 상기 두 개의 비트수의 설정이,

하기 <수학식 11>에 의한 것임을 특징으로 하는 양자화 방법.

【수학식 11】

$$|BM(k)| < 4 \times 2^{n-1} = 2^{n+2-1}$$

$$BM(k) = X(k) \cdot u_i(k) + \sum_i Y_i(k) \cdot c_i(k) + EXT(k)$$

$$= X(k) \cdot u_i(k) + Y_1(k) \cdot c_1(k) + Y_2(k) \cdot c_2(k) + EXT(K)$$

여기서 상기 BM(k)는 k시점에서의 Branch Metric 이다. 그리고 상기 X(k)는 k시점에서의 Systematic 입력신호이며, 상기 $Y_i(k)$ 는 i 번째 Parity 입력신호이다. 그리고 상기 $c_i(k)$ 는 i 번째 Parity CodeWord 이다. 그리고 상기 $u_i(k)$ 는 Systematic CodeWord 이며, 상기 EXT(k)는 Extrinsic 정보신호이다. 그리고 상기 BM(k)의 절대값은 각 Component 의 합의 절대값을 의미하며 상기 2^{n-1} 은 각각의 Component의 Upperbound 의 값을 의미한다.

【청구항 12】

제 11항에 있어서, 상기 반복 디코더에 구비되는 각 디코더가,

맵 방식 및 소프트 입력/ 소프트 출력 방식을 사용함을 특징으로 하는 양자화 방법.

【청구항 13】

제 12항에 있어서, 상기 반복 디코더가,

터보 디코더임을 특징으로 하는 양자화 방법.

【청구항 14】

무선통신 시스템에서 터보 디코더에 대한 양자화 방법에 있어서,

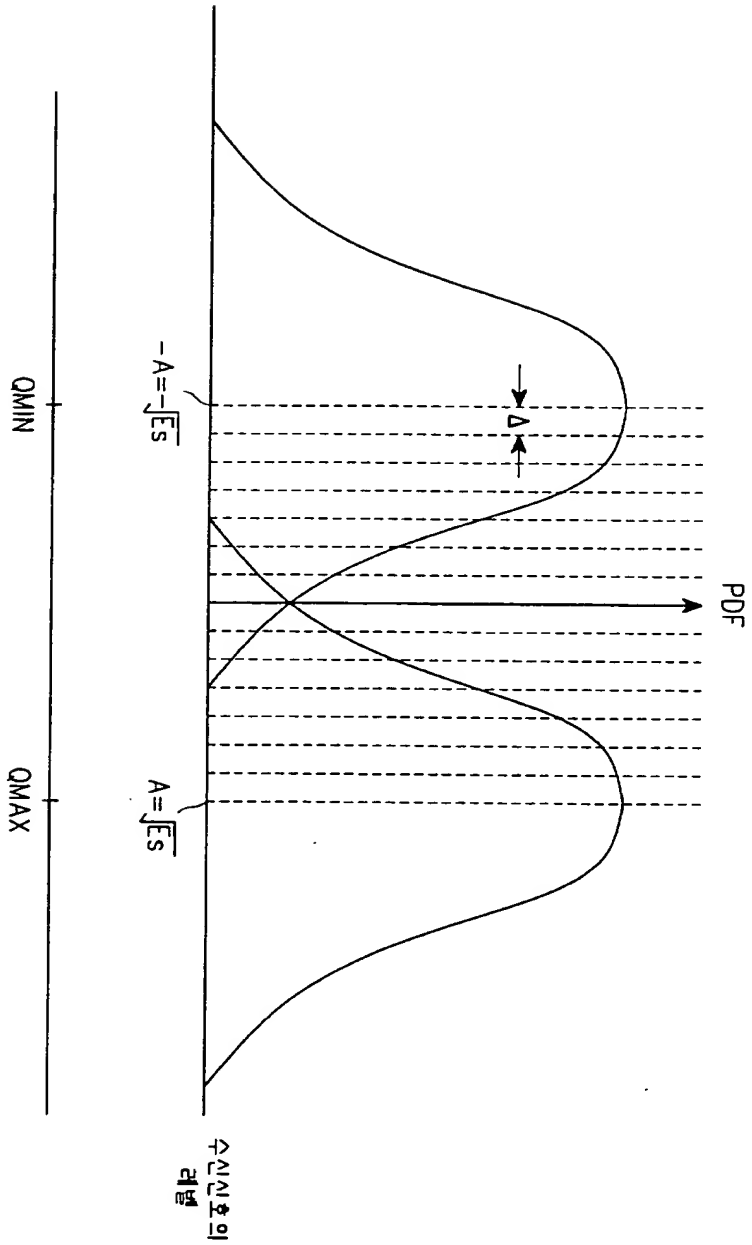
퀀타이제이션 비트수가 6이고, 퀀타이제이션 스케일링 팩터 곱하기 송신신호 레벨이 8이며, 트렁케이션 값이 4임을 특징으로 하는 양자화 방법.

【청구항 15】

제 12항에 있어서, 상기 터보 디코더에 구비되는 각 디코더가,

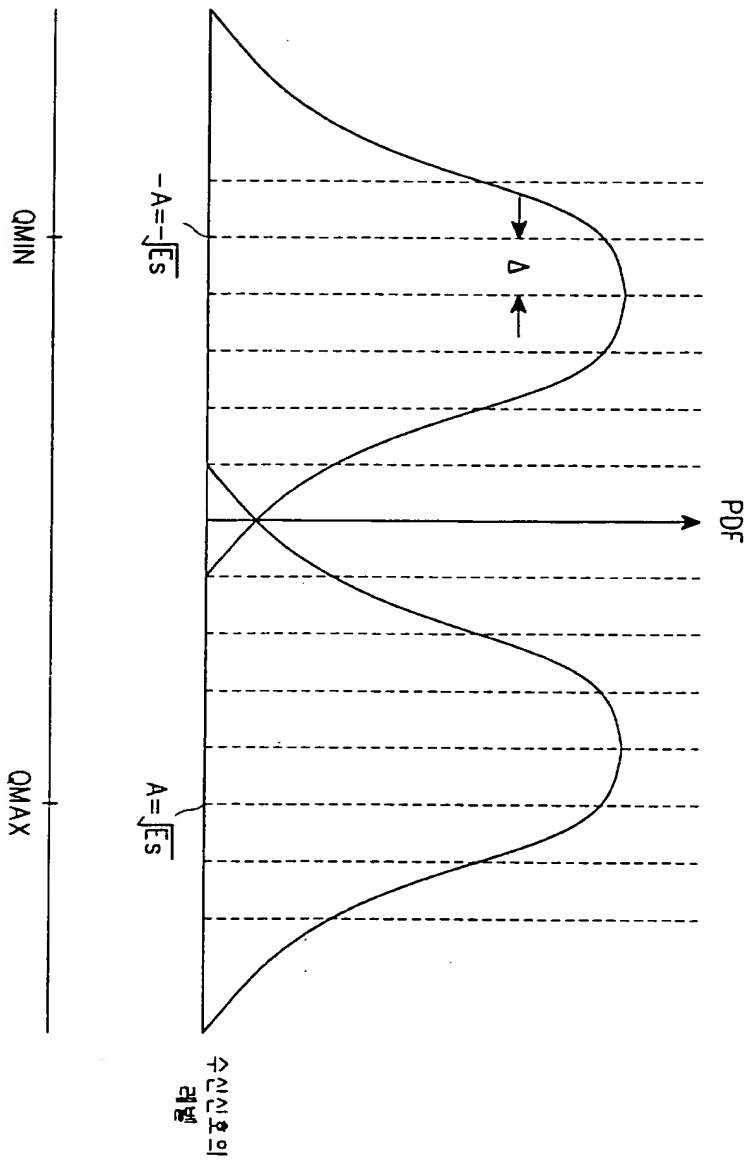
맵 방식 및 소프트 입력/ 소프트 출력 방식을 사용함을 특징으로 하는 양자화 방법.

【図 5】



【 4】

Δ : Quantization Step Size
 E_s : Code Symbol Energy
 Q_{MAX} : Maximum Quantization Level
 Q_{MIN} : Minimum Quantization Level

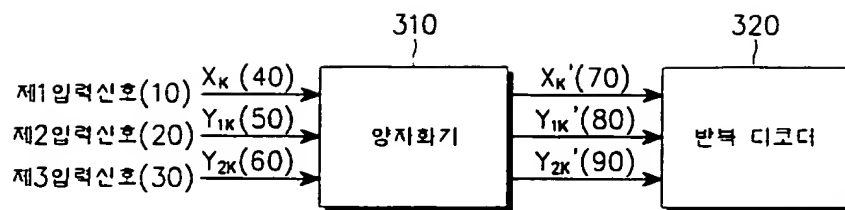


【 2】

Δ : Quantization Step Size
 E_s : Code Symbol Energy

QMAX: Maximum Quantization Level
 QMIN: Minimum Quantization Level

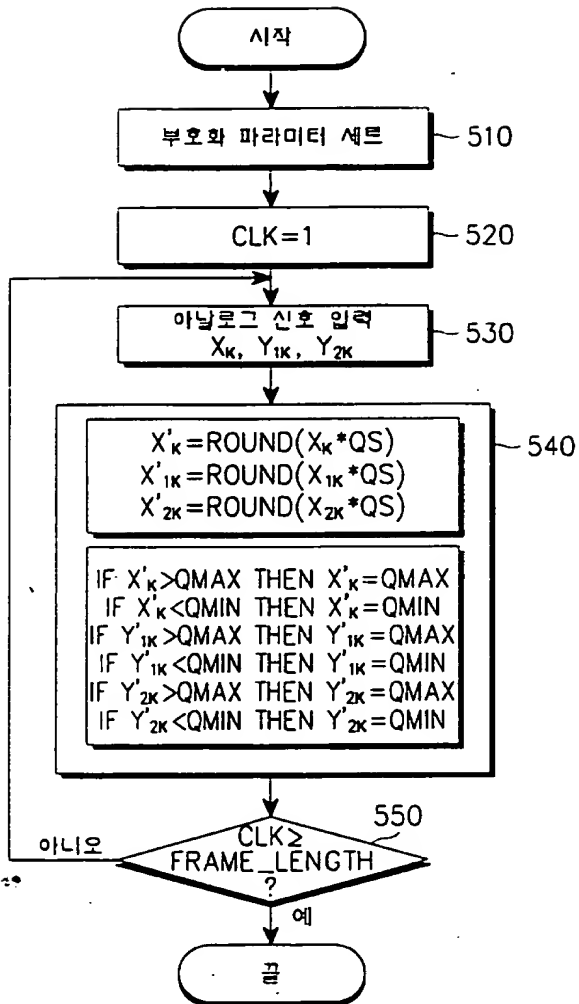
【도 3】



【5 4】



【도 5】



위임장

수임자	성명	이건주	대리인코드	H245
	주소	서울특별시 종로구 명륜동4가 110-2		

사건의	출원번호	특허출원	출원일자	1998. 12. 31
-----	------	------	------	--------------

표시	등록번호		등록일자	
----	------	--	------	--

발명의명칭	통신 시스템에서 반복 디코더에 대한 양자화 방법
-------	----------------------------

성명	삼성전자주식회사	대표이사	윤종웅
----	----------	------	-----

위임자	주소	경기도 수원시 팔달구 매탄동 416번지
-----	----	-----------------------

사건과의 관계	출원인
------------	-----

위임할 사항	<p>(1) 상기 건에 관한 일체의 행위 및 본건에 관한 포기 또는 취하, 심사 청구, 명의변경, 기타의 변경(성명, 명칭, 인감, 주소) 및 갱정, 출원변경, 증명의 청구, 거절사정에 대한 불복심판청구와 그의 답변 및 그 취하, 이의신청 및 이에 대한 답변, 본건에 관한 특허청장의 처분에 대하여 소원 및 행정소송을 제기할 권한과 본건등록의 전후에 법률 및 규칙에 따라 필요한 모든 행위를 하는 권한</p> <p>(2) 전기 사항을 처리하기 위한 복 대리인의 선임 및 해임에 관한 권한</p>
-----------	--

특허법 제7조 · 실용신안법 제3조 · 의장법 제4조 · 상표법 제5조의
규정에 의하여 위와같이 위임함

1998 년 12 월 30 일

위임인 : 삼성전자주식회사

대표이사 윤종웅

